

ЭПТ 2018



ACED 2018

УДК 621.34

СИНТЕЗ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

SYNTHESIS OF VECTOR CONTROL SYSTEMS FOR INDUCTION MOTOR DRIVE

Кучер Екатерина Сергеевна, канд. техн. наук, доцент каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Новосибирского государственного технического университета, Россия, 630073, г. Новосибирск, пр-т. К. Маркса, 20. E-mail: kucher@corp.nstu.ru, Тел.: +79039037687

Kucher Ekaterina S., Cand. Sc., Novosibirsk State Technical University, 6300763, K. Marksa street, 20, Novosibirsk, Russia. E-mail: kucher@corp.nstu.ru. Ph.: +79039037687

Аннотация: В данной работе предложены методики параметрического синтеза двухканальной системы векторного управления асинхронным электроприводами. Синтезированные алгоритмы векторного управления позволяют обеспечить малую чувствительность к влиянию внешних сигнальных и внутренних параметрических возмущений, а также статическую точность характеристик.

Abstract: This paper present the methods of parametrical synthesis for multi-channel speed systems control of induction motor drives. Under the influence of uncontrolled signal and parametric disturbances, the synthesized speed control systems should ensure the proximity of processes to the desired, as well as the static accuracy of performance.

Ключевые слова: асинхронный электропривод; контур медленных движений; контур быстрых движений; метод больших коэффициентов; метод локализации.

Key words: induction motor drive; slow movement loop; fast movement loop; high gains method; localization method.

ВВЕДЕНИЕ

Наибольшую эффективность стабилизации управления нестационарными объектами управления обеспечивают методики, основанные на принципе глубоких обратных связей, которые позволяют задать не только статическую точность, но и желаемые показатели качества переходных процессов системы автоматического управления (САУ). В таких методах целенаправленно организуется разнотемповые движения процессов, которые после проведения некоторых преобразований можно выделить в отдельные контуры.

Контур быстрых движений подавляет (локализует) как внешние сигнальные, так и параметрические возмущения - собственные свойства объекта управления, и является самым внутренним контуром организуемой САУ.

Медленные движения полностью соответствует желаемым и синтез контура выполняется неявно при выборе параметров уравнения желаемых движений. В данном контуре обеспечивается малая чувствительность к изменениям собственных параметров объекта управления.

При построении САУ за счет использования принципа разделения движения возможно

осуществить декомпозицию задач синтеза упомянутых выше контуров, тем самым упростить анализ решения - контуры медленных и быстрых движений можно синтезировать отдельно друг от друга.

В данном докладе представлен структурный и параметрический синтез систем управления асинхронными ЭП методами локализации и больших коэффициентов [1, 2, 3, 4, 5, 6], а также произведен анализ результатов проведенных исследований, организованных САУ, полученные посредством цифрового моделирования.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

В качестве двухканального нестационарного объекта управления будет рассмотрена модель асинхронного электропривода (ЭП) в неподвижной системе координат.

Принцип векторного управления основан на математической модели асинхронного двигателя (АД), которая позволяет представить двигатель как двухканальный объект в ориентированной по вектору потокосцепления ортогональной (полеориентированной) системе координат. Это дает возможность независимо управлять выходными переменными объекта.

Принцип векторного управления позволяет независимо воздействовать на продольную (i_{sd} – намагничивающую) и поперечную (i_{sq} – активную или моментобразующую) составляющие вектора токов статора для управления магнитным состоянием машины и электромагнитным моментом соответственно, как в двигателе постоянного тока.

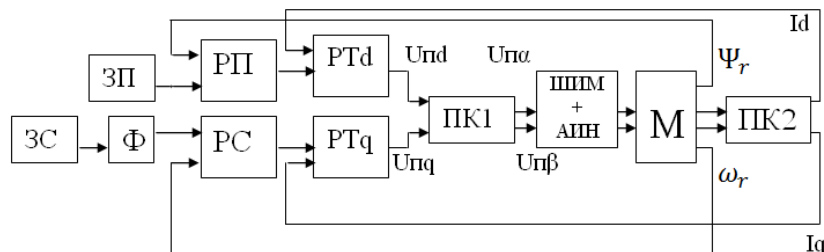


Рис. 1. Структурная схема системы векторного управления

На рисунке 1 обозначено: РП – регулятор потоком сцепления, РТд, РТк – регуляторы токов статора по продольной и поперечной осям, РС – регулятор скорости, Ф – входной фильтр, М – двигатель (машина), ЗП – задающее воздействие в канале управления потоком сцеплением, ЗС – задающее воздействие в канале управления скоростью, ПК1, ПК2 – преобразователи координат.

В качестве контуров быстрых движений (КБД) примем контуры регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора, а в качестве контуров медленных движений (КМД) – контуры регулирования потоком сцепления и частоты вращения ротора асинхронного ЭП.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ МЕТОДОМ БОЛЬШИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Регуляторы потоком сцепления ротора, скорости и токов статора по продольной и поперечной осям синтезируются на основе астатического закона управления системой [1, 2, 5, 6]

$$u = \mu^{-1} \left(\varepsilon + \mu^{-1} c \int_0^t \varepsilon dt \right), \quad (1)$$

где u – задающее воздействие; μ^{-1} – большой коэффициент передачи регулятора; $\varepsilon = i^{ref} - i$ – ошибка регулирования; c – некоторый постоянный коэффициент, μ – малый параметр.

Характеристический полином замкнутой системы будет иметь следующий вид

$$D(p) = T_{крс}^2 p^2 + 2\xi_{крс} T_{крс} p + 1, \quad (2)$$

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ

Синтез системы управления скоростью электропривода переменного тока осуществляется на основе принципа подчиненного регулирования, тогда структурная схема САУ будет выглядеть следующим образом (см. Рис. 1).

где $c = p_n$; $K_r = \frac{L_m}{L_r}$, $T_{крс}$ – постоянная времени контура регулирования скорости, $\xi_{крс}$ – коэффициент демпфирования контура; $K_{осм}$, $K_{осс}$ – коэффициенты обратных связей контуров регулирования частоты вращения ротора и тока статора.

Параметрический синтез контура регулирования скорости заключается в определении коэффициентов $c_{крс}$ и $\mu_{крс}$ выражения (2). Учитывая быстроедействие и предъявляемые требования к переходному процессу контура, определим параметры регулятора скорости:

$$c_{крс} = \frac{4 \cdot \xi_{\min}^2 \cdot K_{осм} \cdot J \cdot K_{осс}}{c K_r \cdot \psi_{rm}},$$

$$\mu_{крс} = T_{крс} \sqrt{\frac{c_{крс} \cdot c \cdot K_r \cdot \psi_{rm} \cdot K_{осс}}{K_{осм} \cdot J}}.$$

Используя описанную выше методику, осуществим параметрический синтез регулятора потоком сцепления ротора асинхронного ЭП:

$$c_{крп} = \frac{4 \cdot \xi_{\min}^2 \cdot K_{осм} \cdot T_r \cdot L_m \cdot K_{осн}}{(L_m \cdot K_{осн} + \mu_{крп} \cdot K_{осм})^2},$$

где $\mu_{крп} = \frac{\mu_{крс}}{\eta}$ – малый параметр регулятора потоком сцепления ротора, посредством которого задается необходимый темп вычисления процессов в соответствующем контуре, η – степень разделения движения, $K_{осн}$ –

коэффициент обратной связи контура регулирования потокосцепления ротора АД.

Для контуров регулирования токов по продольной и поперечной осям коэффициенты $c_{крт}$ и $\mu_{крт}$ будут аналогично равны:

$$c_{крт} = \frac{4\xi_{\min}^2 K_{осм} T_{\sigma} R_s K_n}{(K_n K_{осм} + \mu_{крт} R_s)^2}, \quad \mu_{крт} = \frac{\mu_{крп}}{\eta},$$

где K_n – коэффициент передачи преобразователя частоты; $T_{\sigma} = L_{\sigma e} / R_s$ – переходная электромагнитная постоянная времени.

Для вычисления оценок регулируемых переменных и обеспечения необходимой помехозащищенности САУ используется дифференцирующий фильтр (ДФ) [1, 2, 5]

$$T_{\phi}^2 \dot{I}_s^{(2)} + A_{1\phi} T_{\phi} \dot{I}_s^{(1)} + I_s = I_s,$$

где $T_{\phi} = \frac{\mu_{крт}}{\eta}$ – постоянная времени

дифференцирующего фильтра; $A_{1\phi} = 1,41$ – коэффициент характеристического полинома при стандартной линейной форме Баттерворта [1, 2]; I_s – оценка тока статора.

В данной системе управления организовано три темпа движения, где в качестве сверхбыстрого темпа движения представлен ДФ.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ МЕТОДОМ ЛОКАЛИЗАЦИИ

Для иллюстрации идеи метода, предположим, что вектор состояния и старшая производная $x^{(n)}$ регулируемой координаты, доступны непосредственным измерениям. Ошибка регулирования определяется выражением [4]:

$$\varepsilon = x_{жс}^{(n)} - x^{(n)} \quad (3)$$

где $x_{жс}^{(n)} = F(v, x)$ – желаемое движение старшей производной регулируемой координаты; $v(t)$ – задающее воздействие.

Контур регулирования тока статора с пропорционально-интегральным регулятором, по продольной и поперечной осям, описывается следующей системой уравнений [1, 2, 3, 4]:

$$\begin{cases} i_{sq}^{(1)} = K_{II} \varepsilon, \\ i_{sq}^{(2)} + A_{1\phi} \Omega_{жс} i_{sq}^{(1)} + \Omega_{жс}^2 i_{sq} = \Omega_{жс}^2 U_{3T}, \\ T_{\phi}^2 \dot{I}_{sq}^{(2)} + A_{1\phi} T_{\phi} \dot{I}_{sq}^{(1)} + I_{sq} = i_{sq}. \end{cases} \quad (4)$$

Первое уравнение системы (4) представляет собой закон управления (ЗУ), где K_{II}, K_{II} – коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора. Следующее уравнение является, уравнением желаемых движений (УЖД), где $A_{1\phi}$ – коэффициент УЖД; $\Omega_{жс}$ – среднегеометрический корень УЖД; U_{3T} – сигнал задания на ток статора. Третье уравнение системы (4) представляет собой математическое описание ДФ.

Из УДЖ системы (4) с учетом выражения (3) получим уравнение ошибки регулирования тока статора:

$$\begin{aligned} i_{sq}^{(2)} &= \Omega_{жс}^2 U_{3T} - A_{1\phi} \Omega_{жс} i_{sq}^{(1)} - \Omega_{жс}^2 i_{sq}, \\ \varepsilon &= i_{sq}^{(2)} - \dot{I}_{sq}^{(2)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Для нахождения коэффициентов ПИ-регулятора контура, характеристическое уравнение внутреннего КБД приравниваем к нормированному характеристическому уравнению подсистемы быстрых движений (ПБД), которое имеет следующий вид [1, 2]:

$$T_{\phi}^3 p^3 + T_{\phi}^2 A_{2\phi} p^2 + T_{\phi} A_{1\phi} p + 1 = 0, \quad (6)$$

где $T_{\phi} \leq \frac{T_{жс}}{\eta}$ – постоянная времени контура,

$T_{жс} = \frac{1}{\Omega_{жс}}$ – постоянная времени УЖД; $A_{i\phi}$ – коэффициенты стандартной формы распределения корней характеристического уравнения.

Задавая значение постоянной времени ДФ, степени разделения движения и коэффициентами нормированного полинома ПБД, вычисляем коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора тока:

$$K_{II} = \frac{R_s T_{\phi} T_{\sigma e} \Omega_{жс}^3 \eta^3}{K_n} \quad K_{II} = \frac{T_{\phi} A_{1\phi} K_{II} K_n - R_s}{K_n}.$$

Контур регулирования потокосцепления ротора с ПИ-регулятором, так же описывается тремя уравнениями ЗУ, УЖД и ДФ:

$$\begin{cases} U_{sd}^{(1)} = K_{II} \varepsilon^{(1)} + K_{II} \varepsilon, \\ \psi_r^{(2)} + A_1 \Omega_{жс} \psi_r^{(1)} + \Omega_{жс}^2 \psi_r = \Omega_{жс}^2 U_{3П}, \\ T_\phi^2 \dot{\psi}_r^2 + A_{1\phi} T_\phi \dot{\psi}_r^{(1)} + \dot{\psi}_r = \psi_r. \end{cases} \quad (7)$$

где $U_{3П}$ – сигнал задания на потокосцепление ротора; $\dot{\psi}_r$ – оценка потокосцепления ротора.

Также, как и в контурах регулирования составляющих тока статора, уравнение ошибки регулирования потокосцепления ротора определяется следующим выражением:

$$\varepsilon = F(v, x) - \dot{\psi}_r^{(2)}. \quad (8)$$

Далее, по описанной выше методике, характеристический полином внутреннего КБД приравняем к нормированному полиному вида (6) и вычисляем коэффициенты ПИ-регулятора потокосцепления, при этом необходимо задаться значениями постоянной времени фильтра, степени разделения движения и коэффициентов нормированного полинома ПБД для контура регулирования потокосцепления.

$$K_{II} = \frac{T_r T_\phi K_{осм} \Omega_{жс}^3 \eta^3}{L_m}, K_{PI} = \frac{T_\phi A_{1\phi} K_{II} L_m - K_{осм}}{L_m}$$

При синтезе контура регулирования скорости ротора необходимо задаться так же тремя уравнениями:

$$\begin{cases} U_{sq}^{(1)} = K_{II} \varepsilon^{(1)} + K_{II} \varepsilon, \\ \omega_r^{(2)} + A_1 \Omega_{жс} \omega_r^{(1)} + \Omega_{жс}^2 \omega_r = \Omega_{жс}^2 U_{3С}, \\ T_\phi^2 \dot{\omega}_r^2 + A_{1\phi} T_\phi \dot{\omega}_r^{(1)} + \dot{\omega}_r = \omega_r, \end{cases} \quad (9)$$

где $U_{3С}$ – сигнал задания на скорость ротора; $\dot{\omega}_r$ – оценка скорости ротора.

Выражение определения ошибки регулирования скорости будет иметь вид:

$$\varepsilon = F(v, x) - \dot{\omega}_r^{(2)}. \quad (10)$$

Используя систему уравнения (9) и выражение (10) осуществим структурный синтез контура регулирования частоты вращения ротора асинхронного ЭП.

Выражения определяющие коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора скорости:

$$K_{II} = \frac{T_r K_{осм} J \Omega_{жс}^3 \eta^3}{\psi_r c K_r}, K_{PI} = T_\phi A_{1\phi} K_{II}.$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Правильность структурного и параметрического синтеза, и работоспособность систем векторного управления асинхронным ЭП было подтверждено посредством цифрового моделирования в программном пакете MATLAB Simulink.

Предложенные методики синтеза систем автоматического управления позволяют обеспечивать малую чувствительность к введению параметрических возмущений при изменении как активного сопротивления обмотки статора, так и обмотки ротора схемы замещения асинхронного ЭП. А за счет использования дифференцирующих фильтров во внутренних контурах регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора позволяют устранить высокочастотные помехи в системах управления, которые могут содержаться в сигналах датчиков.

Заведение "глубоких" обратных связей в синтезированных системах управления, позволяет локализовать действие изменений активных сопротивлений обмоток ротора и статора ЭП на (10-15) % от номинальных значений. При увеличении изменений параметрических возмущений, а также для расширения диапазона регулирования частоты вращения ротора ЭП, необходимо использовать специальные алгоритмы параметрической текущей идентификации и адаптации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Специальные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие/ В.В. Панкратов, О.В. Нос. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. Ч. 2. 102 с.
2. Востриков А.С. Синтез систем регулирования методом локализации. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. 252 с.
3. Синтез дискретных регуляторов методом больших коэффициентов: сб. науч. тр./ В.В. Панкратов, О.В. Нос, Е.А. Зима. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. №1. С. 58-64.
4. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных нестационарных систем управления с разнотемповыми процессами. СПб.: Наука, 2000. 288 с.
5. Векторное управление асинхронными электроприводами: учеб. пособие/ В.В. Панкратов. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. 66 с.
6. Sensorless Control of Induction Motor Drives/ J. Holtz Processing of the IEEE, Vol. 90. No. 8. Aug 2002. P. 1358 – 1394.